

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-261091

(43)Date of publication of application : 16.09.1994

(51)Int.Cl. H04L 27/38  
H04L 27/22

(21)Application number : 05-069117

(71)Applicant : KEISATSU UNIV KOUCHIYOU

(22)Date of filing : 05.03.1993

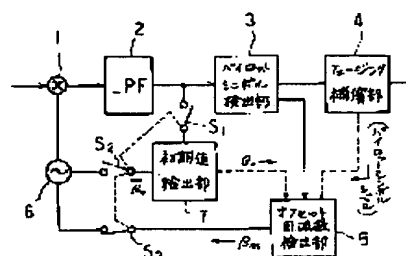
(72)Inventor : KATO EIJI

## (54) FREQUENCY OFFSET COMPENSATION METHOD FOR MULTI-VALUE MODULATION AND ITS CIRCUIT

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To attain compensation of a frequency offset with a wide pull-in range without the use of AFC(automatic frequency control) by feeding back frequency offset information predicted from a pilot symbol phase fluctuation quantity of a base band signal to a local frequency oscillation section so as to avoid cut-off of part of a signal by an LPF in an on-land mobile communications QAM(quadruple amplitude modulation).

**CONSTITUTION:** A phase fluctuation quantity from a past pilot symbol is observed from an output of a pilot symbol detection section 3 and average phase fluctuation quantity is obtained from the phase fluctuation quantity to predict an offset frequency by an offset frequency detection section 5, and an output of the offset frequency detection section 5 is given to a local frequency oscillator section 6 for quasi-synchronization detection to control the oscillating frequency thereby compensating the frequency offset. Moreover, the controlled input of the local frequency oscillator section 6 is switched to an initial value detection section 7 at the time of start and after the initial value detection section 7 detects an initial value to switch an offset frequency detection section 5 with changeover means S1, S2, S3 and the initial value detection section 7 has a wide frequency tracking range at first and thereafter, narrow down the range gradually.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 05.03.1993

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2005317

[Date of registration] 11.01.1996

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-261091

(43)公開日 平成6年(1994)9月16日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 L 27/38

27/22

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

Z 9297-5K

9297-5K

H 0 4 L 27/ 00

G

審査請求 有 請求項の数 4 F D (全 11 頁)

(21)出願番号 特願平5-69117

(22)出願日 平成5年(1993)3月5日

特許法第30条第1項適用申請有り 1992年9月15日、社団法人電子情報通信学会発行の「1992年電子情報通信学会-創立75周年記念-秋季大会講演論文集(分冊2)」に発表

(71)出願人 591074437

警察大学校長

東京都中野区中野4丁目13番1号

(72)発明者 加藤 英二

東京都中野区中野4丁目13番1号 警察大学警察通信研究センター内

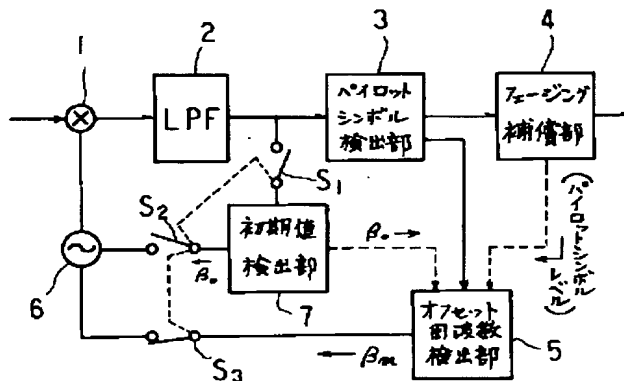
(74)代理人 弁理士 井ノ口 壽

(54)【発明の名称】 多値変調の周波数オフセット補償方法とその回路

(57)【要約】

【目的】 陸上移動通信用QAMにおいて、ベースバンド信号のパイロットシンボル位相変動量から推定した周波数オフセット情報を、局部周波数発振部にフィードバックしてLPFによる信号の一部カットを避け、AFCを使用しないで、広い引き込み範囲の周波数オフセットの補償を可能にする。

【構成】 パイロットシンボル検出部3の出力から過去のパイロットシンボルからの位相変動量を観測し、その位相変動量から平均位相変動量を求めてオフセット周波数を推定するオフセット周波数検出部5を備え、オフセット周波数検出部5の出力を準同期検波のための局部周波数発振部6に与えて発振周波数を制御し、周波数オフセットを補償する。また、局部周波数発振部6の被制御入力を起動時に初期値検出部7へ切り換え、初期値検出部7で初期値を検出したのちオフセット周波数検出部5に切り換える切換手段 $S_1, S_2, S_3$ を備え、初期値検出部7は始めは周波数追尾範囲を広く、その後は徐々に絞り込む動作を行う。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 多値直交振幅変調の送信側に、時変化するフェージング歪を受信側で測定するための既知のパイロットシンボルを、Nシンボル毎に挿入し、受信側で、受信ベースバンド信号から送信側で挿入されたパイロットシンボルを検出し、検出されたパイロットシンボルからフェージング歪を測定し、測定されたフェージング歪の時系列を内挿することによって、フェージング歪を補償するとともに、

過去のパイロットシンボルからの位相変動量を観測し、観測した位相変動量を平均化し、その平均位相変動量に基づいて周波数オフセットを補償する方法において、受信側で準同期検波された後に低域通過ろ波器を通過したベースバンド信号からパイロットシンボルを検出し、そのパイロットシンボルの位相変動量から推定した周波数オフセット情報を、前記準同期検波のための周波数を発振する可変周波数発振部にフィードバックして周波数オフセットを補償することを特徴とする多値変調の周波数オフセット補償方法。

【請求項2】 送信部に、時変化するフェージング歪を受信側で測定するための既知のパイロットシンボルをNシンボル毎に挿入するパイロットシンボル挿入部を備え、受信部に、準同期検波により受信ベースバンドを検出する準同期検波部と、準同期検波を前記準同期検波部に行わせるために発振する局部周波数発振部と、前記準同期検波部の出力から一定以上の周波数成分を除去する低域通過フィルタと、前記低域通過フィルタを通過した後の受信ベースバンド信号から相手方送信部で挿入された既知のパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部と、前記パイロットシンボル検出部の出力によりフェージング歪を測定し測定されたフェージング歪の時系列を内挿することによってフェージング歪を補償するフェージング歪補償部と、前記フェージング歪補償部の出力信号からデータを判定する復号部とを備える多値変調方式の無線装置の受信部において、前記局部周波数発振部を、発振周波数が制御可能な可変周波数発振部とし、前記パイロットシンボル検出部の出力から過去のパイロットシンボルからの位相変動量を観測し、観測した位相変動量を平均化して平均位相変動量を求め、前記平均位相変動量からオフセット周波数を推定するオフセット周波数検出部を有し、前記オフセット周波数検出部の出力を前記局部周波数発振部に与えて局部発振周波数を制御することによって周波数オフセットを補償するよう構成することを特徴とす

る多値変調の周波数オフセット補償回路。

【請求項3】 前記オフセット周波数検出部出力に代わる起動時の値を設定するためベースバンド信号から前記平均位相変動量の初期値を抽出する初期値検出部と、前記局部周波数発振部の被制御入力を起動時に前記初期値検出部へ切り換え、初期値検出部で初期値を検出したのち前記オフセット周波数検出部に切り換える動作を行う切換え手段とを備える請求項2記載の多値変調の周波数オフセット補償回路。

【請求項4】 前記初期値検出部は、起動時直後は比較的広い周波数追尾範囲とし、つぎに前記追尾範囲より狭くした範囲で追尾し、順次これを繰り返して初期値を徐々に絞り込む動作を行う初期値検出部である請求項3記載の多値変調の周波数オフセット補償回路。

**【発明の詳細な説明】****【0001】**

【産業上の利用分野】 本発明は、多値直交振幅変調方式における周波数オフセットの補償に関し、特に陸上移動通信回線のように、フェージングの影響を受けやすいデジタル回線に使用して有効に伝送路歪を補正することができる、多値変調の周波数オフセット補償方法とその回路に関する。

**【0002】**

【従来の技術】 デジタル無線回線、特に陸上移動通信回線において、周波数利用効率をさらに高めるためには、振幅にも情報を含める多値直交振幅変調方式（以下多値QAMという）の適用が考えられる。

【0003】 陸上移動通信における多値QAMの検波方式としては、搬送波を再生せず、受信機の局部発信部を用いて検波する準同期検波が一般的である。この場合、準同期検波においては、送信搬送波の周波数と受信機の発信部の周波数との周波数オフセットが小さいことが必要である。しかし送受信機の発信部の周波数安定度や精度が十分でない場合、何らかの処理をしないと準同期検波方式を使用できないという問題があった。従来、この問題に対しては自動周波数制御（AFC）が一般に使用されていた。

【0004】 ところがこの方法は、中間周波数帯でAFCを動作させるため、装置の規模が大きく複雑になるという欠点がある。そこで最近、装置のLSI化に適するよう、ベースバンド帯でのデジタル信号処理で周波数オフセットを補償する方式が検討されているが、引き込み範囲が狭いため、適用範囲がフェージング変動が小さい室内等に限定されてしまうという問題があった。

【0005】 一方、陸上移動通信で多値QAMを使用する場合には、フェージングの影響により、受信波の振幅や位相が、非常に速く変動するため、高精度のフェージング変動補償が必要になる。多値QAMのフェージング変動補償技術としては、パイロットシンボル（既知のシンボル）を利用した伝送路歪補償方式（特許出願番号6

3-84125、昭和63年2月2日出願)がある。そして、さらに最近になって、前記伝送路歪補償方式の受信部に、パイロットシンボルの位相情報を利用した周波数補償部を付加し周波数オフセット補償能力を各段に向上させた周波数オフセット補償方式(特許出願番号3-250117、平成3年6月25日出願)が提案されている。

【0006】この周波数オフセット補償方式を採用した装置の構成例を図4及び図5に示す。図4は送信部の一部、図5は受信部の一部である。そして、ここでは多値直交振幅変調方式として16QAMを用いた場合について説明する。図4の送信部においては、まず、データをシリアル/パラレル変換(S/P)部101において4ビットごとに区切った後、ベースバンド信号生成部102において対応する複素ベースバンド信号に変換する。次に、パイロットシンボル挿入部103において、Nシンボル毎に1シンボルのパイロットシンボル(既知のシンボル、例えば図3の点A)を定期的に挿入する。その後、送信フィルタ部104において帯域制限し、直交変調部105で変調し、増幅部106で電力増幅した後、アンテナ部107より送信する。

【0007】図5の受信部では、アンテナ部108において受信し、受信フィルタ部109において帯域以外の雑音を除去した後、自動利得制御(AGC)部110において適正なレベルに増幅する。次に準同期検波部111で直交検波を行い、低域通過フィルタ(LPF)112によって不要周波数成分を除去し、周波数補償部113で周波数オフセットの補償を行い、フェージング歪補償部114でフェージング歪を除去した後、復号部115で送信シンボルを復号し、パラレル/シリアル変換(P/S)部116で、再生された4ビットの情報をシリアル情報に変換し、再生データとして出力する。

【0008】図6は、図5の周波数補償部113の起動時の動作を説明するための説明図(ブロック図)である。周波数補償部113では、まず準同期検波された受信ベースバンド信号から、パイロットシンボル検出部119において、パイロットシンボルを検出する。図7に複素平面上におけるパイロットシンボルの位相の時変化の例を示す。時刻 $t = mNT$  ( $m$ は自然数、 $N$ はパイロットシンボルの挿入間隔、 $T$ は1シンボル周期)において、一つ前のパイロットシンボルからの位相変化量を $\alpha_m$ とする。周波数オフセットがある場合、パイロットシンボル( $p_0, p_1, p_2, \dots, p_{m-1}, p_m$ )は複素平面上で、一定方向に回転する。図6の位相検出部121においては、パイロットシンボルのこのような位相回転を観察し、この位相回転に見合った分だけ、位相回転部122で受信ベースバンド信号の位相を逆方向に回転させることにより、周波数オフセットの補償を行っている。

【0009】しかし、位相回転速度はフェージング変動がある場合、一様ではない。そこで、周波数オフセット

に相当する回転速度を求めるため、フェージング変動の影響を無視できるだけの時間で平均化を行う。時刻 $t = NT$ から $mNT$ までの平均回転速度、すなわち平均位相変化量 $\beta_m$ を、

$$\text{【数1】 } \beta_m = (1-\lambda) (\lambda^{m-1} \alpha_1 + \dots + \lambda \alpha_{m-1} + \alpha_m)$$

とする。ここで $\lambda$  ( $0 \leq \lambda \leq 1$ )は忘却係数(過去の値の重みを順次減少させる働きをする)である。数1は変形すると、

$$\text{【数2】 } \beta_m = \lambda \alpha_{m-1} + (1-\lambda) \alpha_m$$

という更新式でも表すことができる。ところで、数2において、起動時( $t=0$ )では初期値 $\beta_0$ を設定する必要がある。図6の場合は、起動時に切換部120で初期値検出部123に切り換えられ、 $\beta_0$ が設定される。初期値検出部123における $\beta_0$ の設定には、いくつかの方法がある。

【0010】最も簡単な方法は、

$$\text{【数3】 } \beta_0 = \alpha_0$$

とすることである。ところが、数2で算出できる $\beta_m$ の範囲は限られており、それを上回るような周波数オフセットに対しては補償できず、周波数追尾範囲は限られたものとなる。具体的には $|\alpha_m| > \pi$ の場合に、位相回転方向を逆方向と推定するため、誤補償が行われてしまうからである。

【0011】この問題を解決するためには、 $|\alpha_m| > \pi$ となる周波数オフセットの場合でも、 $\alpha_m$ を正しく把握できなければならない。一般に $\alpha_m$ は急激に大きく変動するようなことはないので、過去の変動量 $\beta_{m-1}$ に近い値を持つものと考えられる。従って $|\alpha_m - \beta_{m-1}| < \pi$ となる $\alpha_m$ を選んでやれば、正しい値が選択されたものと見なされ、誤補償の問題はなくなる。 $|\alpha_m - \beta_{m-1}| < \pi$ となる $\alpha_m$ が正しい値であるためには、過去の変動量 $\beta_{m-1}$ が、誤差 $\pm\pi$ の範囲内で正しくなくてはならない。さらに、過去の変動量 $\beta_{m-1}$ が正しい値であるためには、 $\beta_{m-1}$ の基準となる初期値 $\beta_0$ が、誤差 $\pm\pi$ の範囲内で正しい値であることが求められる。

【0012】次に、初期値 $\beta_0$ を誤差 $\pm\pi$ の範囲内で、大雑把に算出する方法(図6の初期値検出部123の計算手法)について述べる。時刻 $t = kT$  ( $k$ は自然数)のシンボル $s_k$ において、 $kT - \Delta t$ から $kT + \Delta t$ までの位相変動を $\phi_k$ とする。ただし、 $\Delta t < T$ である。図8にその関係を示す。位相変動 $\phi_k$ は次式で表される。

$$\text{【数4】 } \phi_k = \phi_{0k} + \phi_{sk} + \phi_{nk} + \phi_{fk}$$

ここで、 $t = kT - \Delta t$ から $kT + \Delta t$ までにおいて、 $\phi_{0k}$ は $s_{k-1}$ の信号点から $s_k$ を経由し $s_{k+1}$ まで信号が遷移する過程での位相変動分を、 $\phi_{nk}$ 雑音による位相変動分を、 $\phi_{fk}$ はフェージングによる位相変動分をそれぞれ表す。 $|\phi_k| \ll \pi$ であるので、位相変動を逆方向に推定するようなことはない。 $n$ 個のシンボルの位相変

動の和は、

【数5】

$$\sum_{k=1}^n \phi_k = \sum_{k=1}^n \phi_{0,k} + \sum_{k=1}^n \phi_{1,k} + \sum_{k=1}^n \phi_{2,k} + \sum_{k=1}^n \phi_{3,k}$$

である。ここで、数5の右辺第2項、3項、4項は、平均が0の変数の和であるので、 $n$ を十分大きくすればこれらの値は第1項に比べ相対的に小さくなる。よって第1項の成分だけが残るので、周波数オフセット成分が抽出できる。この結果から初期値 $\beta_0$ は、

【数6】

$$\beta_0 = \sum_{k=1}^n \phi_k \times NT / 2n\Delta t$$

で与えられる。

【0013】図5の周波数補償部113では、まず起動時に、初期値検出部123において数6により初期値を検出する。初期値検出以降、位相検出部121において数2から、 $|\alpha_m - \beta_{m-1}| < \pi$ となる $\alpha_m$ を選択し、 $\beta_m$ の更新をする。最後に位相回転部122において、 $\beta_m$ に相当する分だけベースバンド信号を、逆位相回転させて周波数オフセット補償が行われる。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】陸上移動通信における多値QAMの検波方式として、準同期検波が一般的であるが、送受信機の発信部の周波数安定度や精度が十分でない場合、何らかの処理をしないと使用できないという問題がある。従来の中間周波数帯でAFCを動作させる方法は、装置の規模が大きく複雑になる。そのため最近検討されているベースバンド帯でのデジタル信号処理で周波数オフセットを補償する方式は、引き込み範囲が狭く、適用範囲が室内等に限定されてしまう。さらにその後提案された多値QAMのフェージング変動補償技術として、パイロットシンボルを利用した伝送路歪補償方式があり、これに周波数オフセット補償方式（特許出願番号3-250117、以下旧周波数オフセット補償方式という）を付加すると、周波数追尾範囲は格段に広くなり、伝送路歪の補償効果は大きい。

【0015】しかしながら、その後の検討結果によれば、旧周波数オフセット補償方式では補償能力に限界が生じることが判った。例えば計算機シミュレーションによれば、パイロットシンボル利用の伝送路歪補償方式のみの場合は、オフセット周波数約100Hzまでしか補償することができない。これに対し、旧周波数オフセット補償方式を付加すると、約2.4kHzまで補償可能となる。しかし、約2.4kHz以上については補償不可能である。したがって、陸上移動通信で多値QAMの検波方式に適用した場合には、400MHz帯より高い周波数帯では補償は十分には期待できない。

【0016】このような補償能力の限界は、図9に示すように、LPFの後段に周波数オフセット補償部が置かれており、LPFによって信号成分の一部がカットされ

るためである。図9において、準同期検波部111のアンテナ部108からの入力周波数を $f_t$ とし、発振部118からの入力周波数を $f_r$ とすると、準同期検波部111のアンテナ部108からの入力の周波数成分は図中のaに示すように $f_t$ を中心としてある程度の広がりをもっている。そこで、準同期検波部111の出力周波数成分も図中のbに示すように $f_t - f_r$ を中心としてある程度の広がりをもっている。これがLPFを通過すると、もしも $f_t - f_r$ が0からのずれが無視できないときは、図中のbに示すようにLPFの帯域外にはみだした斜線部分がカットされて図中のcの状態になる。この周波数成分が周波数補償部113に与えられ、これに対応する信号がフェージング補償部114に与えられる。 $f_t$ の周波数が高いほど $f_t - f_r$ と0のずれは起こりやすく各補償部による補償は十分ではない。

【0017】本発明の目的はこのような問題点を解決し、小形で、かつ従来より遙に高い周波数まで対応が可能な多値変調の周波数オフセット補償方法とその回路を提供することにある。

【0018】

【課題を解決するための手段】前記の目的を達成するため本発明の多値変調の周波数オフセット補償方法は、多値直交振幅変調の送信側に、時変化するフェージング歪を受信側で測定するための既知のパイロットシンボルをNシンボル毎に挿入し、受信側で、受信ベースバンド信号から送信側で挿入されたパイロットシンボルを検出し、検出されたパイロットシンボルからフェージング歪を測定し、測定されたフェージング歪の時系列を内挿することによって、フェージング歪を補償するとともに、過去のパイロットシンボルからの位相変動量を観測し、観測した位相変動量を平均化し、その平均位相変動量に基づいて周波数オフセットを補償する方法において、受信側で準同期検波された後に低域通過ろ波器を通過したベースバンド信号からパイロットシンボルを検出し、そのパイロットシンボルの位相変動量から推定した周波数オフセット情報を、前記準同期検波のための周波数を発振する可変周波数発振部6にフィードバックして周波数オフセットを補償する方法とする。

【0019】前記の目的を達成するため本発明の多値変調の周波数オフセット補償回路は、送信部に、時変化するフェージング歪を受信側で測定するための既知のパイロットシンボルをNシンボル毎に挿入するパイロットシンボル挿入部103を備え、受信部に、準同期検波により受信ベースバンドを検出する準同期検波部1と、準同期検波を準同期検波部1に行わせるために発振する局部周波数発振部6と、準同期検波部1の出力から一定以上の周波数成分を除去する低域通過フィルタ2と、低域通過フィルタ2を通過した後の受信ベースバンド信号から相手方送信部で挿入された既知のパイロットシンボルを検出するパイロットシンボル検出部3と、パイロットシ

ンボル検出部3の出力によりフェージング歪を測定し測定されたフェージング歪の時系列を内挿することによってフェージング歪を補償するフェージング歪補償部4と、フェージング歪補償部4の出力信号からデータを判定する復号部とを備える多値変調方式の無線装置の受信部において、局部周波数発振部を、発振周波数が制御可能な可変周波数発振部6とし、パイロットシンボル検出部3の出力から過去のパイロットシンボルからの位相変動量を観測し、観測した位相変動量を平均化して平均位相変動量を求め、前記平均位相変動量からオフセット周波数を推定するオフセット周波数検出部5を有し、オフセット周波数検出部5の出力を局部周波数発振部6に与えて局部発振周波数を制御することによって周波数オフセットを補償するよう構成する。

【0020】さらに前記の目的を達成するため、本発明の多値変調の周波数オフセット補償回路は前記に加えて、オフセット周波数検出部5の出力に代わる起動時の値を設定するためベースバンド信号から前記平均位相変動量の初期値を抽出する初期値検出部7と、局部周波数発振部6の被制御入力を起動時に初期値検出部7へ切り換え、初期値検出部7で初期値を検出したのちオフセット周波数検出部5に切り換える動作を行う切換え手段S1, S2, S3とを備える構成とする。

【0021】さらに前記の目的を達成するため、本発明の多値変調の周波数オフセット補償回路は前記に加えて、初期値検出部7は、起動時直後は比較的広い周波数追尾範囲とし、つぎに前記追尾範囲より狭くした範囲で追尾し、順次これを繰り返して初期値を徐々に絞り込む動作を行う初期値検出部とする。

【0022】

【実施例】次に本発明の実施例について図面を参照して詳しく説明する。図1は本発明の回路構成の概念を示すブロック図（受信部の一部）である。なお、これに対応する送信部は図4の従来技術とし、送られてくる信号の空間ダイアグラムは図3のものと同一とする。受信部は図1に示すように、アンテナで受信し、図示しない受信フィルタ、AGC（自動利得制御）および増幅を経た信号は、準同期検波部1で直交検波を行い、ベースバンド信号をLPF2で一定周波数以上の不要の周波数成分を取り除いてからパイロットシンボル検出部3に送り込む。パイロットシンボル検出部3において、相手送信部においてNシンボル毎に挿入された既知のパイロットシンボルを検出し、フェージング補償部4に送るとともに、オフセット周波数検出部5に送る。フェージング補償部4より後段の構成は従来と同様である。

【0023】オフセット周波数検出部5では、パイロットシンボルの位相変動量を検出し、その位相変動量からオフセット周波数を推定し、この推定に基づく周波数オフセット情報を、直交検波に必要な局部発振出力を準同期検波部1に供給する局部周波数発振部としての可変周

波数発振部6にフィードバックする。なお本実施例では、可変周波数発振部6に電圧制御発振器を使用しているので、周波数オフセット情報をオフセット周波数によってきまる電圧の形でフィードバックしているが、他種の可変周波数発振部使用の場合は、それに適応する形の情報をフィードバックすればよい。このようにして可変周波数発振部6によって、準同期検波のための周波数を制御すれば、周波数オフセットは補償される。しかもLPFには、周波数オフセット補償後の信号が入力されるので、信号成分の一部がカットされるといった問題はなくなる。

【0024】図2は、可変周波数発振部6に与えられる周波数オフセット情報の初期値を決める回路を含めたブロック図である。図2において、受信開始時などのシステムの立ち上がり時には、スイッチS1とS2は接となっており、S3は開放されていて、初期値 $\beta_0$ （前記旧周波数オフセット補償方式で説明した数6の $\beta_0$ ）の検出モードにある。ただし、このモードでは、大雑把にしか初期値の検出が行われないので、初期値の情報を徐々に可変周波数発振部6におくることにより、周波数追尾範囲を絞り込むようにしておく。

【0025】次にその方法について前記旧周波数オフセット補償方式の場合と比べながら説明する。前記 $\beta_0$ を求める一連の処理を実現するためには、デジタル信号処理プロセッサ（以下DSPという）を用いるのが適当であるが、DSPにプログラムを組み込む際、ベースバンド信号から位相を導き出す過程で、逆正接（Arc-tangent）関数が必要になる。逆正接関数をDSPで実行するには、何らかのサブルーチンを用意しなければならない。しかし多項式近似のようなサブルーチンを用いると、演算時間が長くなってしまいう問題がある。とくに数6においては、1シンボル周期の間に逆正接関数を含めた演算を実行することになるため、所要時間内で一連の処理を行うことができなくなる恐れがある。そこで逆正接関数を用いない簡便な方法を用いる。

【0026】この簡便法によれば、図8の $\phi_k$ は次のようにして導くことができる。ベクトルの外積の公式から $|S_-| |S_+| \sin \phi_k = (X_- Y_+ - Y_- X_+)$ となるが、 $|\phi_k| \ll \pi$ であるから、 $\phi_k \doteq \sin \phi_k$ 、 $|S_k|^2 \doteq |S_-|^2 + |S_+|^2$ である。したがって $\phi_k$ は、

【数7】

$$\phi_k \doteq \frac{X_- Y_+ - Y_- X_+}{X^2 + Y^2}$$

で与えられる。ただし、分母が0に近いときは雑音成分が大きく、位相情報が確からしくないので、数6の計算の対象から外している。

【0027】旧周波数オフセット補償回路の周波数オフセット補償部には、パイロットシンボル検出ルーチン、周波数オフセット検出ルーチン、逆位相回転ルーチンが

含まれている。このうち逆位相回転ルーチンは、周波数オフセットに伴う回転を打ち消すために、逆回転を行うルーチンで、正弦関数 (sine) と余弦関数 (cosine) を使用している。DSPには、これらの関数もサポートしていないため、サブルーチンを用いて処理することになる。このため旧周波数オフセット補償方式では、演算時間が長くなりすぎる恐れがあった。これに対し本実施例では、VCOの制御によりベースバンド信号の逆回転を代行させているので、このルーチンが不要になるため、演算時間は短縮される。

【0028】また本実施例では、周波数オフセット補償後にパイロットシンボルの位相変動の検出を行っているため、 $|\alpha| \ll \pi$  ( $\alpha$ はパイロットシンボルの位相変動量) である。したがって、図10において、数7と同様に次のような近似が可能であり、数2の $\alpha_m$ を求める際に逆正接関数の使用を避けることができる。そこで $\alpha$ は、

【数8】

$$\alpha \approx \frac{X_{-}Y_{+} - Y_{-}X_{+}}{|p_{-}| |p_{+}|}$$

で求められる。この $\alpha$ を数2の $\alpha_m$ に置き換えれば、 $\beta_m$ の更新ができる。分母の $|p_{-}|$ 及び $|p_{+}|$ は、フェージング歪を補償する段階で得られる。ただし、分母が0に近いときは雑音成分が大きく、位相情報が確からしくないので、数8の計算の対象から外すことにする。また、本実施例では、周波数オフセット補償後のベースバンド処理を行うので $|\alpha| < \pi$ 、 $|\beta_{m-1}| < \pi$ である。したがって旧周波数オフセット補償方式で必要とした $|\alpha - \beta_{m-1}| < \pi$ となる $\alpha$ を選ぶという手順も省略できる。以上の理由で本実施例によればDSPの演算時間を大幅に短縮できる。

【0029】本実施例では、図2において、ある一定シンボル数毎に数6および数7を実行しこの情報をVCOに送ってやることによって、周波数追尾範囲を絞り込んでいく。そして、初期値の検出後、スイッチ $S_1$ と $S_2$ は断になり、 $S_3$ は接となつて、周波数オフセット補償モードに移行する。LPFを通過したベースバンド信号からパイロットシンボルを検出し、パイロットシンボルの位相変化量 $\alpha$ を数8により求め、 $\beta_m$ を更新する。この情報を可変周波数発振部6にフィードバックすることにより、周波数オフセット補償が行われる。

【0030】次に、本実施例の計算機シミュレーションの実験結果を示す。変調方式として16QAMを用い、送受信フィルタはロールオフフィルタ (ロールオフ率 $(0.5)^{1/2}$ ) とし、信号伝送速度は16ksymbol/s、最大ドップラー周波数( $f_d$ )は100Hz、 $E_b/N_0$  (1情報ビット当たりの信号対雑音電力比)は30dB、パイロットシンボルの挿入間隔は16シンボルとした。

【0031】図11は、数6及び数7で算出される初期

値の分布を示す。この図は、周波数オフセット

( $f_{off}$ )を2kHz、 $n=1024$ 、 $\Delta t = (1/16)$ Tとし、1000サンプルの初期値を周波数換算し、50Hzごとに累積した分布図である。この結果から、初期値は1550Hz~2250Hzに分布しており、これは数2で補償可能としている誤差 $\pm \pi$  (500Hz)の範囲に収まっている。したがって、この算出値を初期値とすれば、周波数オフセットが2kHzでも補償可能であると推測される。なお、本実施例では、旧周波数オフセット補償に比べ周波数追尾範囲が広いが、初期値を徐々に絞り込むことによって同様の結果を得ている。

【0032】図12は、従来例を含めた各種方式の誤り率特性を示す。ただし数2の忘却係数 $\lambda$ の値は0.9とした。この図から従来の周波数オフセット補償のないものは、約100Hzまでが限度であるのに対し、旧周波数オフセット補償方式のものでは約2.4kHzまでが補償の限度であり、このときの $f_{off} \cdot T$ は0.15である。そして本発明の方式によれば、約16kHzまで補償可能となり、 $f_{off} \cdot T = 1.0$ となる。これ以上の周波数オフセットについては、システムの立ち上がり時の初期値検出モードにおいて、LPFでベースバンド信号がカットされ、数7による計算ができないが、現実には $1/T$ 以上の周波数オフセットは有り得ないので問題とならない。

【0033】例えば400MHz帯の無線通信系で検討してみると、この周波数帯の局部信号発振器としては、周波数偏差が3ppm以内のものが一般に実装されている。したがって、周波数オフセットは最悪でも送受合わせて2.4kHzあるので、旧周波数オフセット補償方式でも補償可能範囲に収まる。しかし、局部信号発振器の精度が悪かったり、400MHz帯より高い周波数帯を使った場合は、十分ではない。これに対し本発明の方式によれば、このような条件下で準同期検波を行っても、AFCを必要としないで、周波数オフセットの補償に十分な性能を備えていることが分かった。例えば、400MHz帯では周波数偏差が、20ppmまでの局部信号発振器の使用が可能となり、あるいは、局部信号発振器の周波数偏差が3ppm以内のものを使えば、2.6GHz帯までの周波数帯で使用可能となる。

【0034】

【発明の効果】以上詳しく説明したように本発明は、多値変調方式のシステムの受信部において、LPFを通過したベースバンド信号から、パイロットシンボルを検出し、そのパイロットシンボルの位相変動量から推定した周波数オフセット情報を、準同期検波のための局部周波数発振部 (可変周波数発振部) にフィードバックすることにより、LPFによって信号成分の一部がカットされることがないので、周波数オフセット補償のための周波数追尾範囲が大幅に拡大されるという効果がある。した



がって、本発明の実施例を適用することにより、AFCを使用しないで、極めて広い引き込み範囲で、高精度に周波数オフセットを補償することが可能となる。また初期値検出部とその切換え手段を設けるとともに、受信開始時などのシステムの立ち上がり時に、準同期検波のための可変周波数発振部に与える初期値の情報を徐々に絞り込みながら送り込むことによって、周波数追尾範囲が極めて拡大されているにもかかわらず、スムーズに立ち上がることができる。なお、初期値、および周波数オフセット情報を求める手段は、すべてベースバンド帯でのデジタル信号処理でおこなわれるので、伝送路歪補償方式の他の部分と一体化が容易で、装置の簡略化に役立つばかりでなく、今後の装置の応用発展にも柔軟に対処できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の概要を示すブロック図である。

【図2】図1の実施例の立ち上がり時の機能を示すブロック図である。

【図3】16QAMの信号空間ダイアグラムを示す説明図である。

【図4】送信部の一般的な構成例を示すブロック図である。

【図5】従来の受信部の構成例を示すブロック図である。

【図6】従来の受信部の周波数補償部の構成例を示すブロック図である。

【図7】受信信号のパイロットシンボルの位相変動過程を表した説明図である。

【図8】受信信号の信号点の遷移過程を表した説明図である。

ある。

【図9】LPFによるベースバンド信号周波数成分カットの例を示す説明図である。

【図10】受信信号のパイロットシンボルの動きのモデルを示す説明図である。

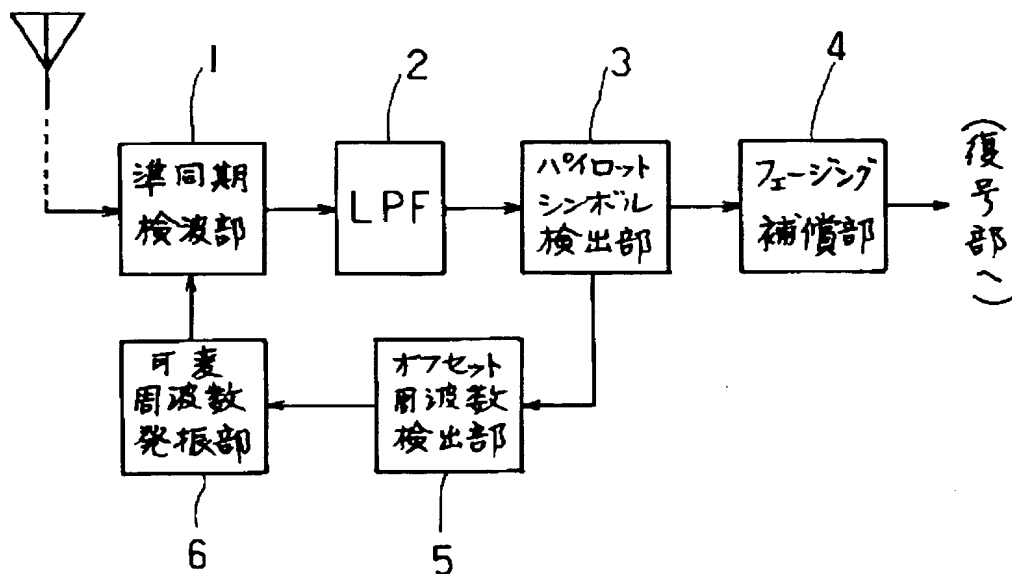
【図11】数6で算出された初期値の分布を示す説明図である。

【図12】本発明を適用した場合、適用しなかった場合の誤り率特性を示す説明図である。

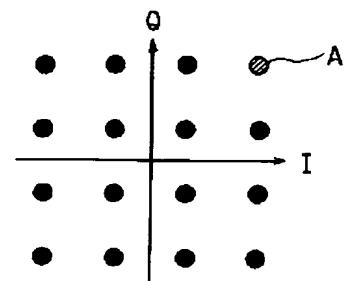
【符号の説明】

- 1, 111 準同期検波部
- 2, 112 LPF部（低域通過フィルタ）
- 3 パイロットシンボル検出部
- 4, 114 フェージング補償部
- 5 オフセット周波数検出部
- 6 局部周波数発振部（可変周波数発振部）
- 7 初期値検出部
- 101 シリアル／パラレル変換部
- 102 ベースバンド信号変換部
- 103 パイロットシンボル挿入部
- 104 送信フィルタ部
- 105 直交変調部
- 106 増幅部
- 107, 108 アンテナ部
- 109 受信フィルタ部
- 110 AGC部
- 113 周波数補償部
- 115 復号部
- 116 パラレル／シリアル変換部
- 117, 118 発振部

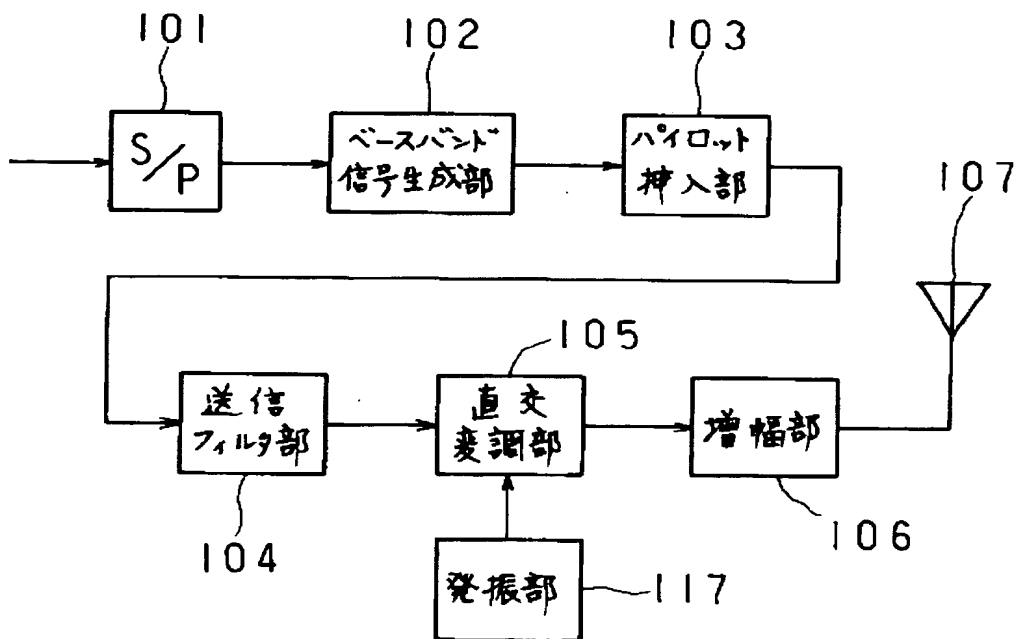
【図1】



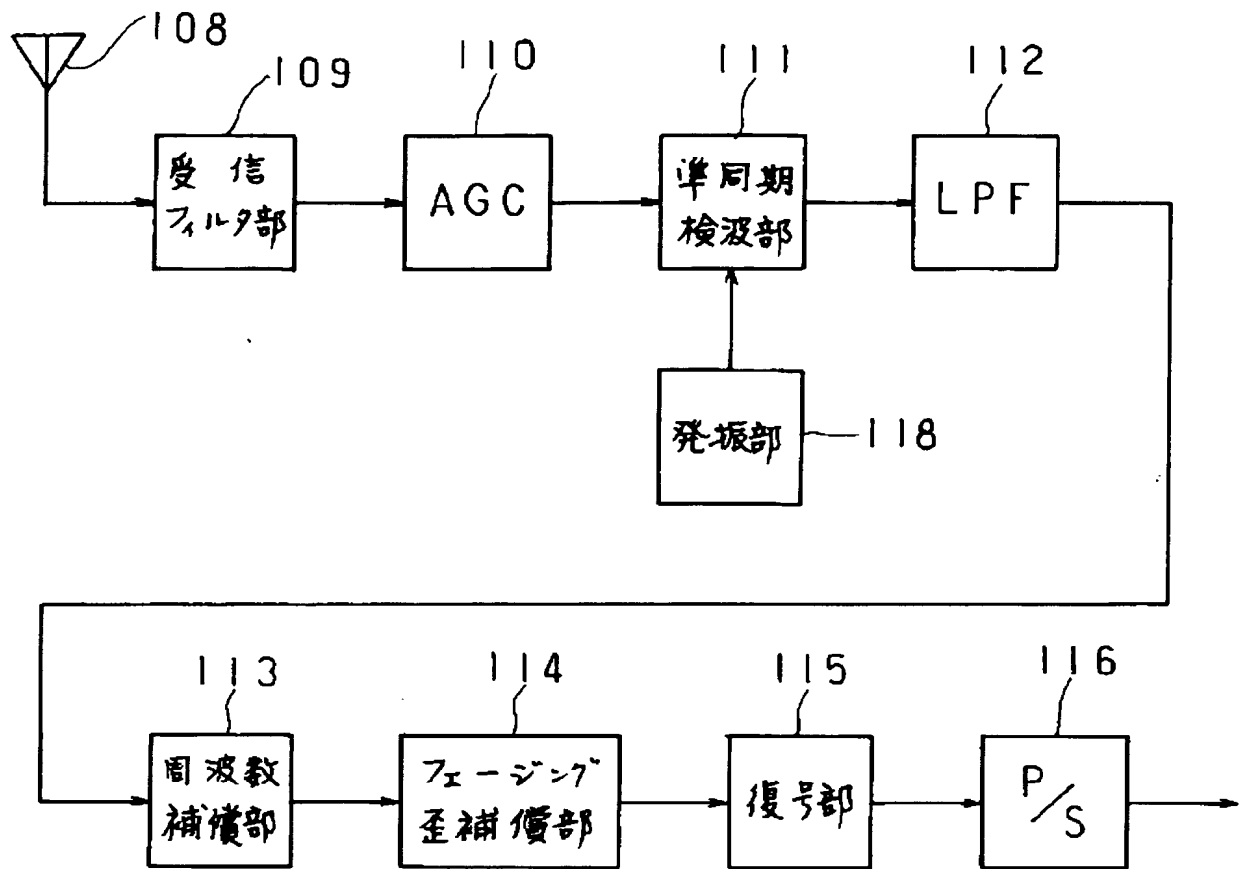
【図 3】



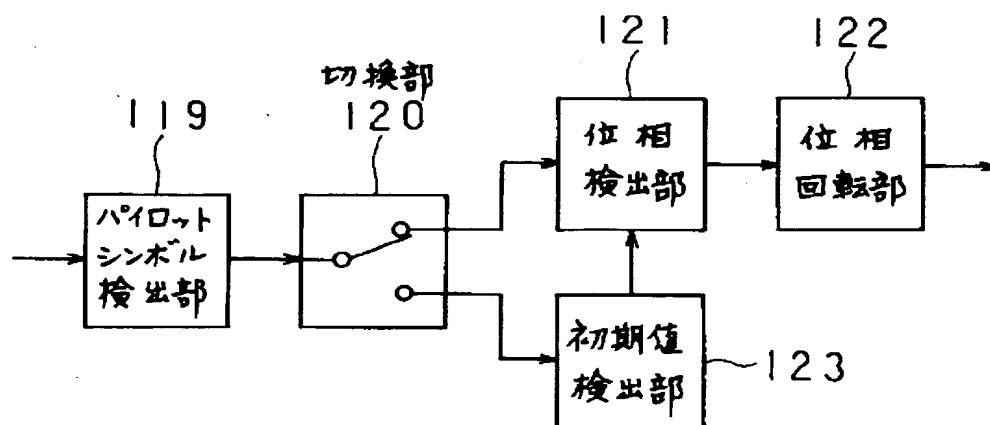
【図4】



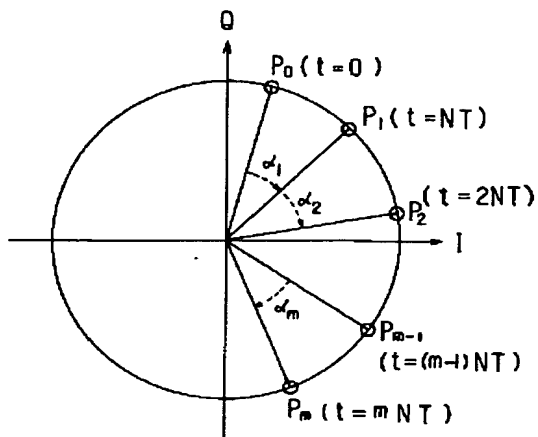
【図5】



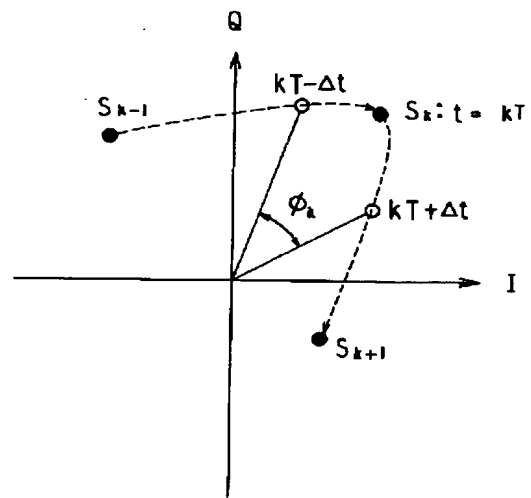
【図6】



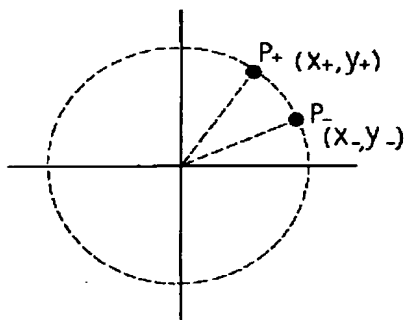
【図7】



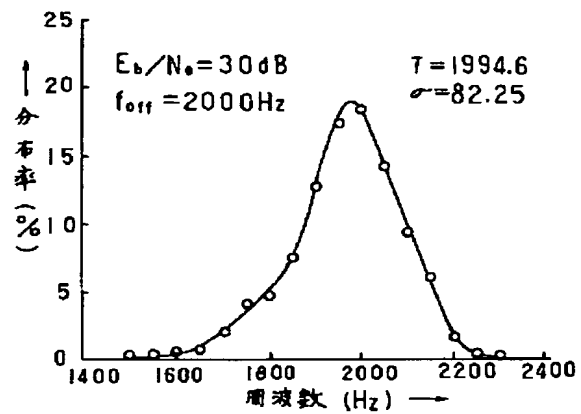
【図8】



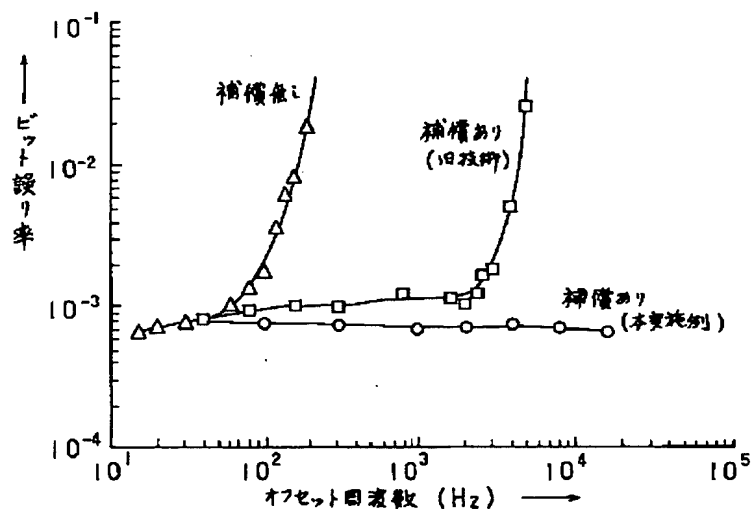
【図10】



【図11】



【図12】



【図9】

